

Осердя з порошкових матеріалів

Артем Терейковський, директор, ТОВ «НВП АСТЕРА»

E-mail: ferrite@ukr.net

ПОРОШКОВІ ГІБРИДИ – ПЕРЕВАГИ Й НЕДОЛІКИ

Ріст ринку промислових пристроїв, що містять перетворювачі напруги, висуває дедалі жорсткіші вимоги до їхньої ефективності. Насамперед це стосується перетворювачів, що використовуються в електромобілях, джерелах відновлювальної енергії (сонячні панелі, вітрові генератори тощо), і в акумуляторних системах безперебійного живлення та зберігання енергії (*Battery Energy Storage Systems, BESS*), (рис. 37). Для оцінки ефективності інверторів, що використовуються в промислових системах кондиціонування, Європейська Комісія та Каліфорнійська Енергетична Комісія (СЕС) розробили індекс, що визначається як середньозважене за контрольний час експлуатації значення ефективності, виміряне за різних коефіцієнтів навантаження (5%, 10%, 20% і т. д.). Кожне зі значень ефективності, що входять у формулу, має свій ваговий коефіцієнт [173].

Вбудовані зарядні пристрої електромобілів повинні мати значну питому потужність у поєднанні з високою надійністю та ефективністю пристрою в широкому діапазоні значень коефіцієнта навантаження. Як правило, найбільша ефективність відзначається при коефіцієнті навантаження 30%...70% і різко знижується за менш ніж 30% [174].

Існує безліч методів, кожен з яких окремо або в поєднанні з іншими здатний підвищити ККД перетворювача в широкому діапазоні потужності навантаження [175–178]. Вибір оптимального матеріалу осердя дроселя є одним із найефективніших рішень [179–181]. Зазвичай, для накопичувальних дроселів застосовують осердя з порошкових матеріалів, найважливішими характеристиками яких є сумарні втрати та індукція насичення. В осердях із МПМ із низькою відносною вартістю (MegaFlux і Sendust) ці параметри перебудують у зворотній залежності (див. табл. 6, 7 та рис. 29 (CHIP NEWS, № 4 (229), 2024)). Якщо осердя дроселя має поєднувати властивості обох МПМ, вибір єдиного придатного матеріалу може виявитися складним або неможливим. У деяких випадках проблема вирішується застосуванням осердь із композитних МПМ.

Раніше вже було описано експериментальні та комерційні композитні матеріали, що виготовляються з двох і більше видів порошків з різними магнітними властивостями (див. CHIP NEWS, № 3–4 (228–229), 2024). Осердя з композитних МПМ доступні в широкому діапазоні розмірів і значень проникності (табл. 9). У тих випадках, коли характеристики таких матеріалів не забезпечують необхідних параметрів осердя, застосовують так звані гібридні осердя, що складаються з двох або декількох осердь з різних магнітних матеріалів.

На практиці використовують кілька способів поєднання вихідних осердь у складі гібридного. Найпростіший — поєд-

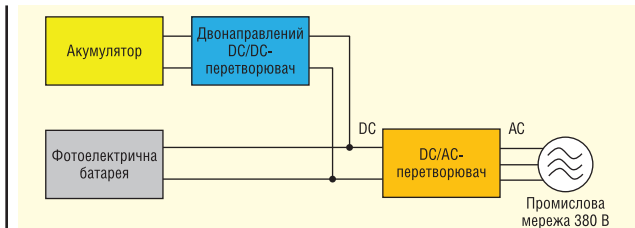


Рис. 37. Двонаправлений DC-DC перетворювач у системі зберігання енергії [182]

нання двох однакових за розмірами кілець. Необхідні параметри забезпечуються вибором вихідних осердь з відповідними характеристиками [182, 183]. Й. Імаока (J. Imaoka), Ю. Ісікура (Y. Ishikura) та співавтори [184] описали методику розробки дроселя на основі такого гібридного осердя. Завданням їхнього дослідження було отримання рівнішої кривої залежності ККД перетворювача від коефіцієнта навантаження. Результати вимірювань підтвердили високу точність застосованих математичних методів під час моделювання нелінійного магнітного опору осердь, тому описана методика може використовуватися під час практичних інженерних розрахунків.

Визначення втрат в дроселі

Втрати в дроселі складаються з втрат в осердді та втрат в обмотці. За малих коефіцієнтів навантаження втрати в осердді переважають і стають головною причиною зниження ККД перетворювача. За високих навантажень зниження ККД відбувається переважно завдяки зростанню втрат в обмотці. Втрати в осердді пропорційні розмаху індукції ΔB [185–187]. У разі збільшення кількості витків обмотки зменшується ΔB , що призводить до зниження втрат в осердді, але зростають втрати в обмотці. Таким чином, головне завдання під час проектування дроселя — визначення оптимальної кількості витків, яка забезпечує мінімальні втрати.

Значення індуктивності дроселя визначається обраною топологією перетворювача і розраховується за формулою:

$$L = \frac{N^2}{R_m} = \left(\frac{N^2 \mu_0 \mu_r(H) A_{core}}{l_{core}} \right), \quad (10)$$

де N — кількість витків обмотки, l_{core} — середня довжина магнітної лінії, A_{core} — площа поперечного перерізу, R_m — магнітний опір осердя, μ_0 — магнітна проникність вакууму, $\mu_r(H)$ — відносна проникність осердя, що нелінійно залежить від напруженості поля. Для коректного розрахунку індуктивності необхідно визначити точне значення проникності осердя в залежності від сили підмагнічування.

Зазвичай, МПМ з високою індукцією насичення є більш стійкими до підмагнічування, ніж матеріали з низькою індук-

* Продовження. Початок див. CHIP NEWS, № 5, 2023, № 1–5, 2024.

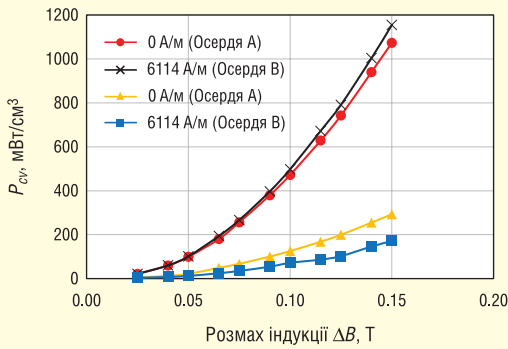


Рис. 38. Залежність сумарних втрат осердь А і В від розмаху індукції та підмагнічування [182]

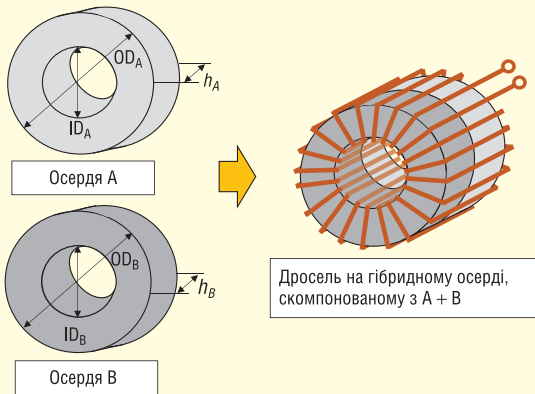


Рис. 39. Структура гібридного осердя з однакових за розміром кілець [182]

цією насичення. У межах прийнятної діапазону значень індуктивності дроселя, вища індукція насичення матеріалу осердя сприяє зменшенню кількості витків обмотки дроселя. Отже, втрати в обмотці перебувають у зворотній залежності від DCB-характеристики матеріалу осердя. З іншого боку, такі МПМ мають високі сумарні втрати.

Для порівняння характеристик дроселів на гібридному й однорідних осердях було взято однакові за розміром і початковою проникністю осердя FS-106060-2 з матеріалу FluxSan™ (осердя А) і сендастовий MS-106060-2 (осердя В), вироблені компанією Micrometals. Основні параметри цих матеріалів з $\mu = 60$ наведено в таблицях 6, 7 і в [188], [189]. Наочне порівняння продуктивності обох матеріалів надано на рисунку 29 (CHIP NEWS, № 4 (229), 2024).

На рисунку 38 наведено залежності втрат обох осердь від розмаху індукції (синусоїдальний сигнал 40 кГц) без підмагнічування і за напруженості поля 6114 А/м, виміряні за допомогою В-Н аналізатора. В всіх випадках, втрати в сендастовому осерді виявилися істотно нижчими, ніж в осерді з Fe-Si (FluxSan™). Примітно, що втрати в осерді з Fe-Si збільшуються при підмагнічуванні, а в осерді з Fe-Si-Al — знижуються.

З пар обраних осердь було виготовлено три екземпляри дроселів із розташуванням осердь один поверх іншого, об'єднаних спільною обмоткою, у поєднаннях А + А, А + В, В + В. Структура гібридного осердя зображена на рисунку 39.

Приникність гібридного осердя

Успіх розробки дроселя на гібридному осерді залежить від точності моделювання DCB-характеристик кожного окре-

мого осердя. Для цього використовується кілька моделей, які з різним ступенем точності описують залежність проникності від напруженості поля.

Одна з моделей заснована на рівнянні Брауера [190], [191]:

$$\mu_r(B) = \frac{1}{k_1(1 + 2k_2B^2)e^{k_3B^2} + k_3}, \tag{11}$$

де k_1, k_2, k_3 — константи, визначені з емпірично отриманої кривої.

Інша модель, запропонована в [192], описує залежність індукції в осерді від напруженості поля. Схоже рівняння сформульовано в [193]:

$$B(H) = 0.1 \left(\frac{a + bH + cH^2}{1 + dH + eH^2} \right)^x, \tag{12}$$

де a, b, c, d, e, x — коефіцієнти, що характеризують нелінійну залежність індукції в осерді від напруженості поля.

У рівняннях (11) і (12) присутня велика кількість коефіцієнтів, позбавлених фізичного сенсу, тому ці рівняння не дають інтуїтивного розуміння нелінійної залежності проникності МПМ від напруженості поля.

Й. Імаока (J. Imaoka) та співавтори [194] запропонували просте рівняння з трьома коефіцієнтами:

$$\mu_r(H) = 1 + \left(\frac{p}{1 + \left(\frac{H}{q} \right)^r} \right), \tag{13}$$

де p, q, r — коефіцієнти, що описують залежність відносної проникності від напруженості поля, яка визначається наступним чином:

$$H = \frac{NI}{l_{core}}, \tag{14}$$

де N — число витків обмотки, I — струм в обмотці, l_{core} — середня довжина магнітної лінії осердя.

Фізичний зміст коефіцієнтів p, q, r стає зрозумілим із рисунків 40, 41. Початкова магнітна проникність осердя μ_r за відсутності підмагнічування дорівнює $p + 1$, а коефіцієнт q дорівнює такій напруженості поля, за якої проникність осердя зменшується вдвічі, до значення $p/2 + 1$.

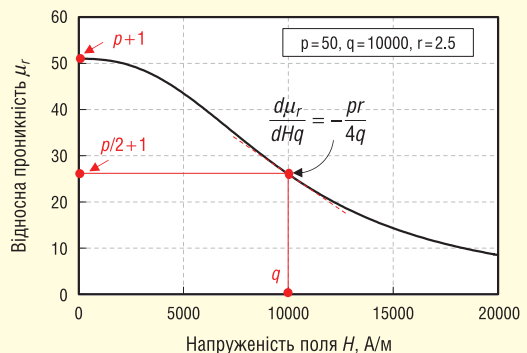


Рис. 40. Взаємозв'язок між коефіцієнтами p, q, r, напруженістю поля H і відносною проникністю осердя μ_r [194]

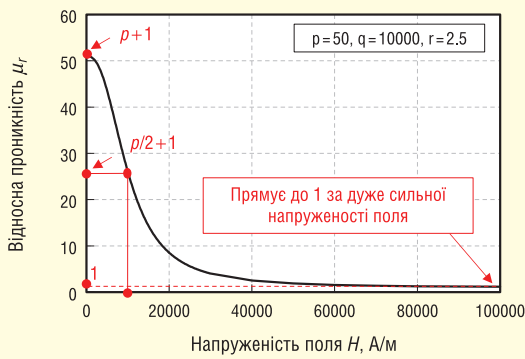


Рис. 41. Залежність μ_r від напруженості поля під час насичення осердя [194]

Перший елемент у правій частині (13) відповідає магнітній проникності осердя за повного його насичення. Отже, за нескінченного збільшення напруженості поля значення $p + 1$ буде наближатися до 1 (рис. 41). Коефіцієнт r характеризує негативний кут нахилу кривої відносної проникності на ділянці поблизу значення напруженості поля, що дорівнює q . Чим більше значення r , тим крутіший нахил графіка (рис. 42). Отже, взаємозв'язок між p , r , q може бути описаний таким чином [194]:

$$\frac{d\mu_r}{dH} = -\frac{pr}{4q}$$

Чим більше значення r , тим швидше зменшується відносна проникність μ_r зі зростанням напруженості поля. Усього три коефіцієнти, фізичний зміст яких інтуїтивно зрозумілий, дають змогу з незначною похибкою описувати DCB-характеристики різних магнітно-м'яких матеріалів. Рівняння (13) є адаптованою функцією розподілу Фермі-Дірака, графік якої досить точно відповідає графіку зміни відносної проникності матеріалу осердя залежно від напруженості поля.

Використовуючи (13), μ_r осердя А і В визначається таким чином:

$$\mu_{rA}(H) = 1 + \frac{p_A}{1 + \left(\frac{|H|}{q_A}\right)^{r_A}} = 1 + \frac{57.8}{1 + \left(\frac{|H|}{12500}\right)^2}, \quad (15)$$

$$\mu_{rB}(H) = 1 + \frac{p_B}{1 + \left(\frac{|H|}{q_B}\right)^{r_B}} = 1 + \frac{59.1}{1 + \left(\frac{|H|}{8200}\right)^{1.9}}. \quad (16)$$

Отримані з використанням В-Н вимірювача (позначено трикутниками та квадратами) і розраховані (позначено як суцільні лінії) за допомогою (15) і (16) значення μ_r наведено на рисунку 43. Емпіричні значення майже повністю збігаються зі змодельованими.

На рисунку 44 наведено схему магнітної моделі гібридно-го осердя, складеного з двох однорідних осердь з магнітними властивостями, що відрізняються одне від одного. NI — магніторушійна сила, R_{mA} і R_{mB} — перемінні магнітні опори осердь А і В, ϕ_A та ϕ_B — магнітні потоки в осердях А і В. Магнітний потік, що створюється струмом в обмотці, розділяється між осердями відповідно до магнітного опору кожного з них. Із наведеної на рисунку 42 схеми та рівняння (10), індуктивність дроселя може бути розрахована за формулою:

$$L = N^2 \frac{R_{mA} + R_{mB}}{R_{mA} R_{mB}} = N^2 \mu_0 \left(\frac{\mu_{rA}(H) A_{coreA}}{l_{coreA}} + \frac{\mu_{rB}(H) A_{coreB}}{l_{coreB}} \right). \quad (17)$$

Підставляючи рівняння (14), (15) і (16) у (17) і приймаючи рівність площ поперечного перерізу та середньої довжини магнітної лінії обох осердь ($A_{coreA} = A_{coreB}$ і $l_{coreA} = l_{coreB}$), отримуємо таке рівняння:

$$L = \frac{N^2 \mu_0 A_{core}}{l_{core}} (\mu_{rA}(H) + \mu_{rB}(H)) = \frac{N^2 \mu_0 A_{core}}{l_{core}} \left(2 + \frac{p_A}{1 + \left|\frac{NI}{l_{coreA} q_A}\right|^{r_A}} + \frac{p_B}{1 + \left|\frac{NI}{l_{coreB} q_B}\right|^{r_B}} \right). \quad (18)$$

Таким чином, за допомогою (18) можна розрахувати число витків обмотки N .

Виробники осердь з МПМ для опису DCB-характеристик матеріалів застосовують розширену формулу, яка є модифікацією (13):

$$\% \mu_i = \frac{1}{a + bH^c} + d, \quad (19)$$

де $\% \mu_i$ — частина початкової проникності (%) за напруженості поля H , вираженої в Ерстедах; a , b , c і d — коефіцієнти. Якщо вважати, що $\% \mu_i = 100\%(\mu_r/\mu_0)$, то (19) можна подати у вигляді:

$$\mu_r(H) = \frac{\mu_i}{100(a + bH^c)} + \frac{d}{100}. \quad (20)$$

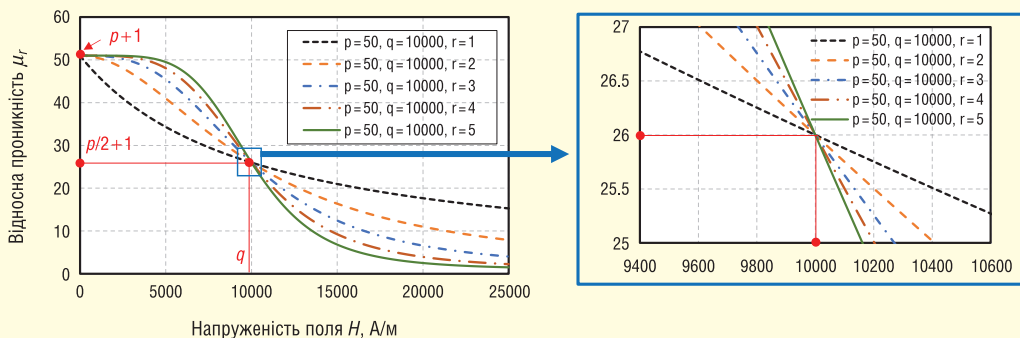


Рис. 42. Зміна відносної проникності μ_r в залежності від коефіцієнта r [194]

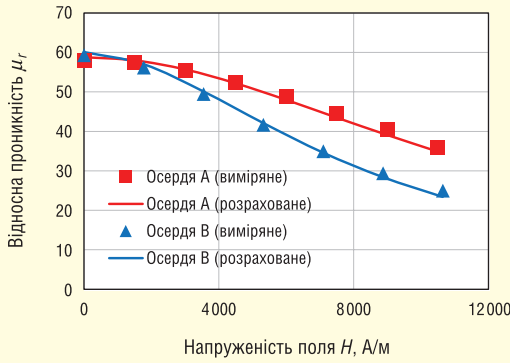


Рис. 43. Вимірні та розраховані значення відносної проникності μ_r осердь А і В [182]

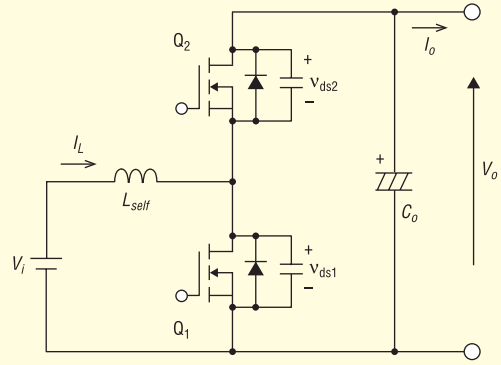


Рис. 45. Конфігурація двонаправленого DC/DC-перетворювача [182]

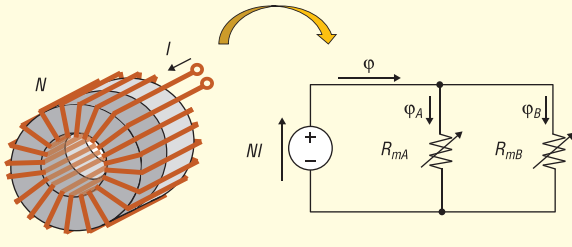


Рис. 44. Еквівалентна магнітна модель гібридного осердя

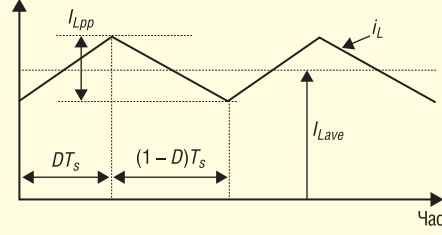


Рис. 46. Епіюра струму в обмотці дроселя [194]

Значення a , b , c і d для кожного матеріалу наведені в документації виробника:

FluxSan™ ($\mu = 60$)
 $a = 1.000E-02$, $b = 1.949E-07$, $c = 2.099E+00$, $d = 0.000E+00$ [188]

Sendust ($\mu = 60$)
 $a = 1.000E-02$, $b = 2.151E-06$, $c = 1.841E+00$, $d = 0.000E+00$ [189]

Підставляючи значення коефіцієнтів, наприклад, визначені для матеріалу **FluxSan™**, у (20), отримуємо:

$$\mu_r(H) = \frac{\mu_r}{(1 + 1.949E^{-05} H^{2.099})} \quad (21)$$

Вочевидь, коефіцієнти r у (13) і c у (19) мають однакові значення і фізичний сенс. Оскільки H у (13) має розмірність в А/м, а в (19)–(21) — в Ерстедах, коефіцієнти b , c в (20) і q у (13) пов'язані таким співвідношенням:

$$b = \left(\frac{1000}{4\pi q} \right)^c$$

Приклад розрахунку дроселя DC-DC перетворювача

Розглянемо розрахунок накопичувального дроселя, що використовується у двонаправленому DC/DC-перетворювачі. Конфігурацію схеми наведено на рисунку 45, епіюри струму в дроселі — на рисунку 46, параметри перетворювача — у таблиці 12.

У підвищувальному режимі амплітуда пульсацій струму становить $I_{Lpp} = 3$ А за постійної складової $I_{Lave} = 8$ А. Для забезпечення заданої амплітуди індуктивність дроселя має становити:

$$L_{self} = \frac{V_i}{I_{Lpp}} DT_s \quad (22)$$

Таблиця 12. Параметри двонаправленого DC/DC-перетворювача

Параметр	Значення
Вхідна напруга V_i , В	75
Вихідна напруга V_o , В	150
Коефіцієнт заповнення D	0.5
Вихідна потужність P_o , Вт	675
Частота перемикання f_{sw} , кГц	40

де D — коефіцієнт заповнення, T_s — період частоти перемикання. Підставляючи в (22) дані з таблиці 12, отримуємо $L_{self} = 300$ мкГн.

Визначити перевагу гібридного осердя допоможе порівняння параметрів дроселів, виготовлених на різних поєднаннях матеріалів вихідних осердь:

Дросель 1. Осердя А + Осердя А	FS-106060-2 + FS-106060-2
Дросель 2. Осердя А + Осердя В	FS-106060-2 + MS-106060-2
Дросель 3. Осердя В + Осердя В	MS-106060-2 + MS-106060-2

Порівняльний аналіз параметрів дроселів

Кількість витків, необхідних для забезпечення $L_{self} \geq 300$ мкГн, може бути визначена за допомогою (18) і (20). На рисунку 47 показана залежність L_{self} трьох варіантів дроселів від кількості витків обмотки N за постійної складової струму $I_{Lave} = 8$ А.

Осердя Дроселя 1 (А + А) має найбільшу індукцію насичення, тому для отримання 300 мкГн, згідно з розрахунком, достатньо лише 48.6 витків. Комбінації осердь Дроселя 2 (А + В) і Дроселя 3 (В + В) потребують 52.5 і 57.3 витків. Округлюючи до цілого числа, отримуємо $N = 49$, $N = 53$ і $N = 58$ відповідно.

На рисунку 48 наведено залежність індуктивності дроселів від постійної складової струму в обмотці.

Суцільні лінії на рисунку 48 утворені апроксимацією розрахованих значень, тоді як емпірично отримані значення позначені фігурами: квадрат, коло та трикутник. Вочевидь, що за $I_{Lave} < 8$ А пульсації струму I_{Lpp} в обмотці Дроселя 2 будуть меншими, ніж у Дроселя 1, через вищу індуктивність

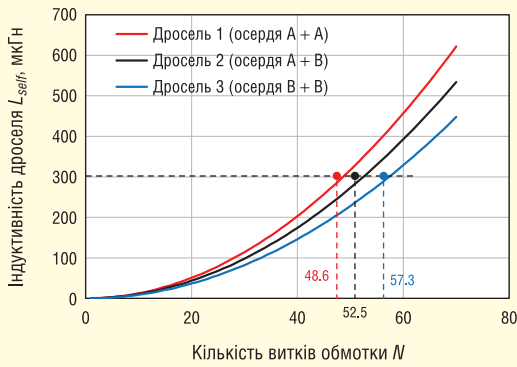


Рис. 47. Залежність індуктивності від числа витків обмотки за постійної складової струму 8А [182]

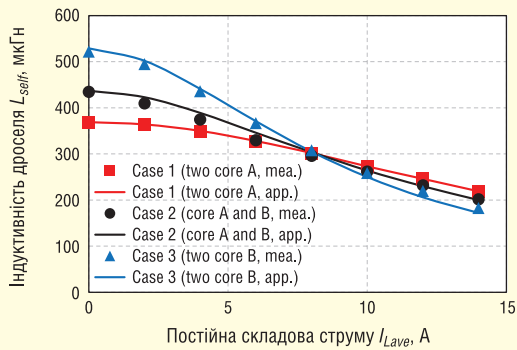


Рис. 48. Залежність індуктивності дроселя від постійної складової струму [182]

Дроселя 2. За струму $I_{Lave} > 8$ А втрати в обмотці Дроселя 2 будуть меншими, ніж у Дроселя 3, завдяки меншій кількості витків. Таким чином, Дросель 2 є найбільш збалансованим у широкому діапазоні струмів навантаження.

Втрати в дроселі складаються з втрат в осерді та втрат в обмотці, які, зі свого боку, складаються з втрат за постійним струмом і втрат за змінним струмом. Для виключення впливу проникності осердя, опір обмотки змінному струму вимірюється на немагнітному осерді, водночас враховуються тільки непарні гармоніки з 1-ї до 5-ї. Сума сигналів 1-ї, 3-ї та 5-ї гармонік дає сигнал, близький за формою до трикутного. Втрати в обмотці визначаються за формулою:

$$P_{cu} = R_{dc} I_{dc}^2 + \sum_{n=1}^5 R_{acn} I_{acn}^2 \quad (23)$$

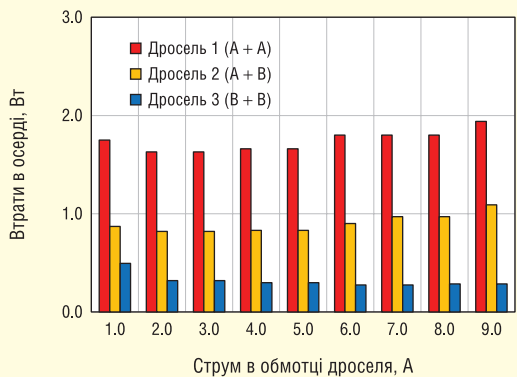


Рис. 49. Залежність втрат в осердді від струму в обмотці

Таблиця 13. Параметри обмоток дроселів			
Параметр	Дросель 1	Дросель 2	Дросель 3
Кількість витків обмотки N	49	53	58
Діаметр дроту \varnothing , мм	1.0	1.0	1.0
Опір постійному струму R_{dc} , мОм	72	78	90
Опір змінному струму R_{ac1} ($n=1$), мОм	223	267	340
Опір змінному струму R_{ac3} ($n=3$), мОм	442	531	679
Опір змінному струму R_{ac5} ($n=5$), мОм	587	705	897

де R_{dc} — опір постійному струму, R_{acn} — опір змінному струму на кожній гармоніці, I_{dc} — постійний струм, I_{acn} струм кожної з гармонік. Вимірні значення опорів для всіх трьох зразків наведено в таблиці 13. Оскільки в розглянутому прикладі коефіцієнт заповнення дорівнює 0.5, у струмі присутні тільки непарні гармоніки, відповідно, 2-а та 4-та гармоніки не враховуються.

Втрати в осердях А і В, зокрема за наявності підмагнічування, можуть бути визначені за допомогою рисунку 38 і модернізованих рівнянь Штейнмеца [186–187]. Оскільки гібридний варіант (Дросель 2) складається з двох осердь із різними характеристиками, втрати кожного з них визначаються окремо. Для гібридного осердя (рис. 39) втрати обчислюються за формулою:

$$P_{core} = P_{coreA} V_{coreA} + P_{coreB} V_{coreB} \quad (24)$$

де P_{coreA} , P_{coreB} — питомі втрати в осердях А і В, мВт/см³, V_{coreA} і V_{coreB} — об'єми осердь А і В, см³.

На рисунках 49, 50 наведено значення складових втрат Дроселів 1, 2 і 3. Найбільші втрати має Дросель 1, осердя якого складається з двох Fe-Si осердь. Зі збільшенням постійної складової струму I_{Lave} ці втрати незначно зростають. Дросель 3, виготовлений на осерді з двох сендастових кілець, має мінімальні втрати, які незначно знижуються зі зростанням I_{Lave} . Однак, втрати в обмотці Дроселя 3 є найвищими, що знижує ККД перетворювача. З іншого боку, осердя Дроселя 2, що складається з Fe-Si та Fe-Si-Al кілець, забезпечує найбільш збалансовані втрати. За слабких струмів, низькі втрати в осерді В забезпечують незначні втрати гібридного осердя. При великому навантаженні висока індукція насичення і DCB-характеристика осердя А сприяють зменшенню втрат в обмотці. Таким чином, гібридне осердя забезпечує найкращі параметри дроселя під час роботи в широкому діапазоні значень коефіцієнта навантаження.

Вимірний розмах пульсацій I_{Lpp} в обмотках Дроселів 1, 2 і 3 становив 2.6, 2.3 і 2.0 А за слабого навантажен-

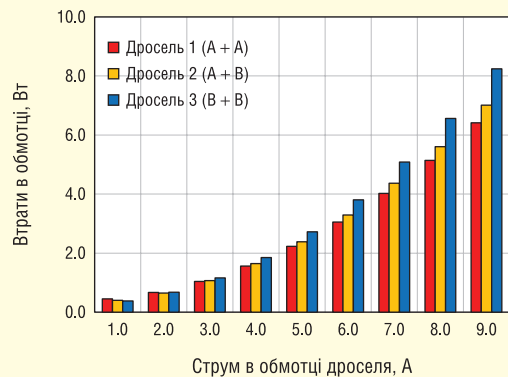


Рис. 50. Втрати в обмотці дроселів залежно від струму

Таблиця 14. Розрахункові параметри дроселів

I_{love}	Параметр	Дросель 1	Дросель 2	Дросель 3
2.0 A	Індуктивність $L_{\text{дрос}} \text{ мкГн}$	364	423	495
	Розмах пульсацій $I_{\text{дрос}} \text{ А}$	2.6	2.2	1.9
8.0 A	Індуктивність $L_{\text{дрос}} \text{ мкГн}$	302	304	305
	Розмах пульсацій $I_{\text{дрос}} \text{ А}$	3.0	3.0	3.0

ня ($I_{\text{love}} = 2.0 \text{ A}$) і 3.0, 3.1 і 3.1 A за сильного навантаження ($I_{\text{love}} = 8.0 \text{ A}$). Емпіричні значення майже збігаються з розрахованими, наведеними в таблиці 14.

Ефективність перетворювача

Для визначення впливу параметрів дроселя на ККД перетворювача досліджували зразки Дроселів 1, 2 і 3 були протестовані в схемі двонаправленого перетворювача, зображеної на рисунку 43. Виміряні залежності ККД від потужності навантаження в діапазоні 75...675 Вт подано на рисунку 51. Зміну ККД у діапазоні 400...675 Вт відображено на рисунку 52.

Як видно з рисунку 51, ефективність перетворювача з Дроселем 1 різко знижується за малих навантажень, що пояснюється високими втратами в осердях з Fe-Si. Зі збільшенням струму втрати в обмотці зростають, тому за високих навантажень дросель із меншим числом витків забезпечує вищий ККД. З цієї причини відносна зміна ефективності перетворювача з Дроселем 1 під час збільшення навантаження виявилася найменшою (рис. 52).

При використанні Дроселя 3 найбільший ККД відзначається за невеликих навантажень через мінімальні сумарні втрати сендастових осердь і невеликий розмах індукції ΔB . Застосування таких дроселів доцільне тоді, коли перетворювач повинен мати максимальну ефективність за коефіцієнтів навантаження $< 50\%$. Однак ККД перетворювача з дроселем 3 швидко знижується за великих навантажень через втрати в обмотці, що різко зростають.

Дросель 2 на гібридному осерді забезпечує рівнішу залежність ККД від потужності навантаження, ніж Дросель 1 і Дросель 3 на однорідних осердях. За вихідної потужності $P_o = 75 \text{ Вт}$ ККД перетворювача з Дроселем 1 і Дроселем 2 становить 97,2% і 97,9% відповідно. За максимальної потужності $P_o = 675 \text{ Вт}$ значення ККД становлять 97,7% і 97,4% відповідно за використання Дроселя 2 і Дроселя 3. Таким чином, застосування Дроселя 2 з гібридним осердям дало змогу зменшити залежність ККД перетворювача від потужності навантаження і досягти найбільшої ефективності за максимальної потужності.

Наведений вище метод дозволяє спроектувати та виготовити дросель з оптимальними характеристиками, використовуючи різні поєднання матеріалів та/або значень проникності складових гібридного осердя.

ЛІНІЙНІ ЧИ НЕЛІНІЙНІ?

Висока індукція насичення МГМ дає змогу значно зменшити габарити дроселя порівняно з еквівалентним за потужністю варіантом на феритовому осерді з дискретним зазором [195]. Нелінійність характеристик дроселів на осердях з МГМ надає розробнику додаткові можливості, на відміну від так званих лінійних дроселів на осердях з дискретними зазорами. Наприклад, у пасивних коректорах коефіцієнта потужності (ККП), дроселі на осердях з МГМ запобігають

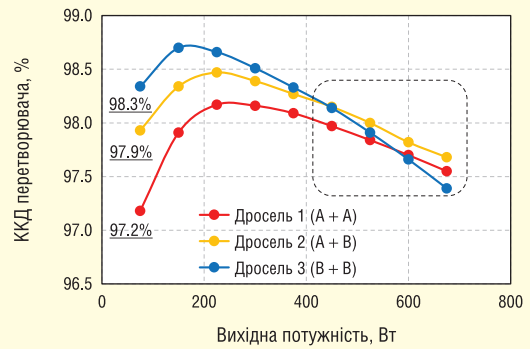


Рис. 51. Ефективність перетворювача при потужності навантаження від 75 до 675 Вт [182]

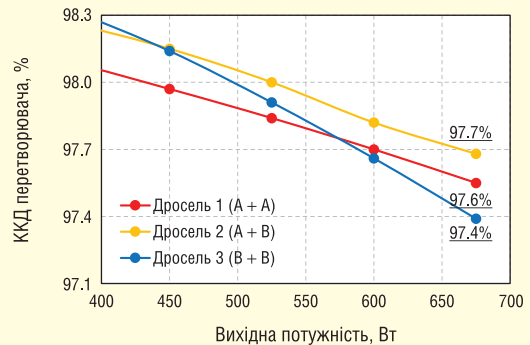


Рис. 52. Ефективність перетворювача при потужності навантаження від 400 до 675 Вт [182]

пов'язі гармонійних спотворень у струмі, який споживає пристрій від мережі живлення. Як було показано раніше (CHIP NEWS, № 5 (230), 2024), нелінійність індуктивності дроселя дає змогу зменшити амплітуду пульсацій струму під час слабких навантажень, розширюючи тим самим робочий діапазон перетворювача. У пристрої, описаному в [196], нелінійність дроселя полегшує ефективне узгодження фотоелектричної батареї з навантаженням за різних рівнів освітленості.

Причина нелінійної зміни проникності порошкових осердь залежно від напруженості поля полягає в наступному. Проникність більшості комерційних МГМ не перевищує 200; іншими словами, ці матеріали мають високий магнітний опір. Довжина магнітної лінії, що проходить уздовж зовнішнього радіуса, більша за довжину лінії, що проходить уздовж внутрішнього радіуса, тому магнітний опір поблизу зовнішнього радіуса однорідного осердя більший за опір поблизу внутрішнього радіуса (рис. 53). Магнітний потік, що створюється обмоткою, вибирає шлях із найменшим магнітним опором, тому напруженість поля поблизу внутрішнього радіуса завжди вища. Зі збільшенням струму в обмотці починається поступове насичення осердя в напрямку від внутрішнього радіуса до зовнішнього. Інакше кажучи, чим більша частина осердя,

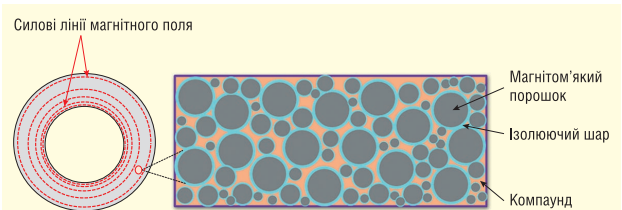


Рис. 53. Розподілення магнітного поля в осерді з МГМ [194]

що опинилася в стані насичення, тим більший його магнітний опір. Значний вплив на характеристику насичення мають властивості й товщина шару діелектрика ([197–198], CHIP NEWS, № 2–3 (227–228), 2024).

Нерівномірний розподіл магнітного потоку в об'ємі осердя обмежує питому енергоємність дроселя. Гібридні осердя, виготовлені згідно з описаним вище методом, покращують деякі характеристики дроселя, однак це не усуває проблему нерівномірного розподілу магнітного потоку в об'ємі осердя. Один зі способів її розв'язання буде описано далі.

Далі буде

Більш детальну інформацію щодо застосування осердь із МПМ та їх придбання можна отримати, звернувшись до компанії ТОВ «НВП АСТЕРА»:

**61072, Україна, м. Харків,
вул. Тобольська, 42, оф. 222,
факс: (+38) 057-728-1808,
тел.: (+38) 057-757-2859,
(+38) 050-323-3763,
(+38) 067-575-4440,
(+38) 068-616-7777,
e-mail: ferrite@ukr.net,
www.ferrite.com.ua**

Література:

173. C. Wei, H. Jiannong and H. Tianding. Design considerations of inductor for 500kVA PV inverter based on Euro efficiency. in Proc. IEEE 5th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), Galway, Ireland, pp. xx-xx, 2014.

174. Y. Iwafune, T. Kawai. Data analysis and estimation of the conversion efficiency of bidirectional EV chargers using home energy management systems data, Smart Energy 15 (2024) 100145.

175. H. N. Le and J. Itoh. Wide-load-range efficiency improvement for high-frequency SiC-based boost converter with hybrid discontinuous current mode. IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 33, no. 2, pp. 1843–1854, 2018.

176. A. Syed, T. K. Sandipamu and F. T. K. Suan. High-efficiency neutral-point-clamped transformerless MOSFET inverter for photovoltaic applications. IET Power Electronics, vol. 11, no. 2, pp. 246–252, 2018.

177. A. Taylor, J. Lu, et al. Comparison of SiC MOSFET-based and GaN HEMT-based high-efficiency high-power-density 7.2 kW EV battery chargers. IET Power Electronics, vol. 11, no. 11, pp. 1849–1857, 2018.

178. J. Xu, Q. Wu and Y. Wang. Magnetising-current-assisted wide ZVS range push-pull DC/DC converter with reduced circulating energy. IET Power Electronics, vol. 11, no. 2, pp. 272–279, 2018.

179. M. S. Rylko, K. J. Hartnett, et al. Magnetic material selection for high power high-frequency inductors in DC-DC Converters. in Proc. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Washington, DC, USA, pp. 2043–2049, 2009.

180. A. J. Hanson, J. A. Belk, et al. Measurement and performance factor comparisons of magnetic materials at high frequency. IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 31, no. 11, pp. 7909–7925, 2016.

181. R. S. Yang, A. J. Hanson, et al. A low-loss inductor structure and design guidelines for high-frequency applicati-

ons. IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 34, no. 10, pp. 9993–10005, 2019.

182. Y. Ishikura, J. Imaoka, M. Noah, T. Aoki, K. Ito and M. Yamamoto. Magnetic Design Method for Multi-Material Inductor to Flatten Efficiency Curve of Power Converters Within Wide Load Ranges. vol. 56, no. 10, pp. 1–8, Oct. 2020, Art no. 8400208.

183. I. Sefa, N. Altin, S. Ozdemir, S. Balci, M. B. Bayram and H. Kelebek. Design and loss analysis of LCL filter inductors for two-level and three-level inverters. in 2017 International Conference on Applied Electronics (AE), 2017, pp. 1–5.

184. J. Imaoka, Y. Ishikura, et al. Magnetic design method for multi-material powder core inductor to improve efficiency of bidirectional DC-DC converter within wide load range. in Proc. 10th International Power Electronics Conference (ICPE-2019-ECCE Asia), Busan, Korea (South), pp. xx-xx, 2019.

185. C. P. Steinmetz. On the law of hysteresis. in Proc. IEEE, vol. 72, no. 2, pp. 197–221, Feb. 1984.

186. K. Venkatachalam, C. R. Sullivan, et al. Accurate prediction of ferrite core loss with nonsinusoidal waveforms using only Steinmetz parameters. in Proc. IEEE Workshop Computers in Power Electronics, IEEE Workshop on, Mayaguez, Puerto Rico, pp. 36–41, 2002.

187. J. Muhlethaler, J. Biela, et al. Core losses under the DC bias condition based on Steinmetz parameters. IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 27, no. 2, pp. 953–963, 2012.

188. <https://www.ferrite.com.ua/doc/CN/fs-060-datasheet.pdf>

189. <https://www.ferrite.com.ua/doc/CN/ms-060-datasheet.pdf>

190. J. R. Brauer. Simple equations for the magnetization and reluctivity curves of steel. IEEE Trans. Magn., Vol. 11, No. 1, pp. 81, Jan 1975.

191. J. Marcos Alonso, G. Martinez, M. Perdigao, M. Rafael Cosetin, and Ricardo N. do Prado. A Systematic Approach to Modeling Complex Magnetic Devices Using SPICE: Application to Variable Inductors. IEEE Trans. on Power Electron., Vol. 31, No. 11 pp. 7735–7746, Nov. 2016.

192. Q. Li, and F. C. Lee. High Inductance Density Low-Profile Inductor Structure for Integrated Point-of-Load Converter. Proc. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Feb. 2009, pp. 1011–1017.

193. E. Cardelli, E. Della Torre and E. Pinzaglia. Identifying the Preisach Function for Soft Magnetic Materials. IEEE Trans. on Magnetics, Vol. 39, No. 3, pp. 1341–1334, May. 2003.

194. J. Imaoka, K. Okamoto, et al. Modeling, magnetic design, simulation methods, and experimental evaluation of various powder cores used in power converters considering their DC superimposition characteristics. IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 34, no. 9, pp. 9033–9051, 2019.

195. W. H. Wölfle and W. G. Hurley. Quasi-Active Power Factor Correction With a Variable Inductive Filter: Theory, Design and Practice. IEEE Trans. on Power Electron., Vol. 18, No. 1, pp. 248–255, Jan. 2018.

196. L. Zhang, W. G. Hurley, and W. Hugo Wölfle. A New Approach to Achieve Maximum Power Point Tracking for PV System With a Variable Inductor. IEEE Trans. on Power Electron., Vol. 26, No. 4, pp. 1031–1037, Jan. 2018.

197. K. Kabeya, S. Yanase, Y. Okazaki and K. Yun. Magnetic Property of Iron-Dust Cores With Mixture of Ferromagnetic Ferrite Powder and Alumina Powder. IEEE Trans. on Mag., Vol. 50, No. 4, Article Sequence Number: 2800504, Apr. 2014.

198. K. Shiroki, K. Kawano, H. Matsuura and H. Kishi. New Type Metal Composite Material for SMD Power Inductor. Journal of Jpn. Soc. Powder and Powder Metallurgy, Vol. 61, No. S1, pp. S242–S244, May. 2014.

CN